Real life dynamic range of modern amateur transceivers

Leif Åsbrink, SM5BSZ

Abstract
Following the recent general advances in receiver design, the receiver part of a typical amateur transceiver now has quite good ability to handle strong unwanted signals – but only if those signals are free from unwanted spurious sidebands (notably keyclicks, splatter and other transients). In contrast, the transmitters have been almost completely neglected. This article gives measured data for several different transceivers from different manufacturers, and it shows that the transmitters are becoming the most important source of inter-station interference. A major contribution to unwanted sidebands comes from ill-designed ALC circuits. The article also discusses what we can do to avoid generating interference to each other, by controlling the output power by other means than the internal ALC.

Introduction

Inter-station interference can occur when a receiver is trying to listen on a clear frequency, but there is a very strong transmitter using a frequency close by. All transmitters have unwanted sideband emissions (keyclicks, splatter and other transients – the type depends on the transmission mode). If the suppression of these sidebands is worse than the dynamic range of the receiver, then the transmitter will be mostly responsible for the interference experienced by the receiver. Modern amateur receivers have quite good dynamic range, in the order of 90 to 100 dB with the usual definitions (500 Hz bandwidth, and at frequency separations beyond a few kHz). To avoid causing interference to such receivers, the unwanted sidebands from our transmitters must be suppressed to better than -120 dBc/Hz, on the frequency to which the receiver is attempting to listen.

Previous articles have dealt with unwanted sidebands due to keyclicks on CW, and splatter on SSB, and have shown that major improvements are needed [1, 2, 3]. The measurements uncovered a significant source of unwanted sidebands that are added by ill-designed ALC circuits. This article explores further, focusing mainly on the effects of poor ALC on the bandwidths of SSB and CW transmissions, and gives actual measured data for several different transceivers from different manufacturers.

Speech processing and ALC

All voice modulation methods have an amplitude limit, a level that must not be exceeded. This is valid for FM and SSB as well as for AM. It is of course possible to set the microphone gain low enough to make the largest amplitude peaks that occur when speaking into the microphone so low that they will never exceed the limit. Doing so will provide the best sound quality, but only when the RF signal is strong. The average amplitude from the microphone would be far below the limit nearly all the time, and the transmission channel would be poorly used.

As amateurs we are usually not very interested in a high fidelity in the reproduction of our voice in the loudspeaker of our QSO partner. What we want is the best possible intelligibility, at low RF signal levels and also in the presence of interference. To this end we use speech processors, one way or another. All amateurs transmitters contain speech processors of some kind, even though the user may not be aware of it because the circuitry may have a different label.

Speech processing usually means amplitude clipping. This is a simple way of making sure that the amplitude does not go above some specified limit. However, clipping will change the frequency content of the signal, and therefore a clipper needs to be followed by a filter to remove signal components outside the intended bandwidth. This is all very well known and written about in the literature. Unfortunately the manufacturers of amateur transceivers do not follow this simple rule about filtering. When they use ALC to control the maximum amplitude of the RF envelope waveform, they change the shape of the waveform but there is no filter that removes the signal components that are generated out-of-channel. Modern ALC systems have high gain and large bandwidths, and they flatten the envelope waveform abruptly which leads to wideband interference. This means that even the emissions from transceivers used at reduced power

As the RF power increases, the rectified voltage will go further in the negative direction until the output voltage of the op-amp goes below the gain control voltage by the forward voltage drop of D1. Then D1 will start to conduct and reduce the RF gain so the RF power will no longer increase, but will stay at the level set by the potentiometer. The transmitter gain can be reduced rapidly (fast attack) but with a large value for R6, it will increase slowly (slow decay).

It is pretty obvious that an ALC system like this will behave nicely if the response time for gain reduction is much faster than the envelope rise time of the RF signal sent into the transmitter. A less obvious second condition for good behaviour is that the phase shift in the servo loop formed by the RF circuits and the ALC system must remain below 90 degrees at all frequencies where the loop gain is above 1. With a slowly rising signal level, the output power will be proportional to the input power (the power that comes out from the bandwidth defining filter) up to the limit level, where there is a knee after which the input power may be increased but the output power increases very little. Thus the transfer curve is essentially two straight lines (Figure 2) and for practical purposes the upper line can be taken as horizontal. For slowly varying signals the ALC behaves exactly like an amplitude limiter, in the way it affects the envelope shape, and therefore it generates intermodulation exactly like an amplitude clipper does for signals that change amplitude slowly enough.

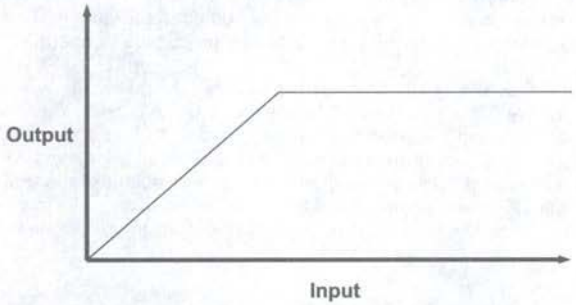

Figure 2 *ALC is a form of amplitude limiting*

If the attack time constant is made very short in relation to the rise time of the SSB or CW envelope waveform, there will be a transient at the knee point where the ALC system starts to reduce the gain. Such a transient is a splatter pulse or a keying click, and its magnitude depends on how much the gain has to be reduced. By having a very long release time constant one can ensure that the amount by which the gain needs to be lowered next time is very small. This way there will only be one interference pulse at the onset of each transmission.

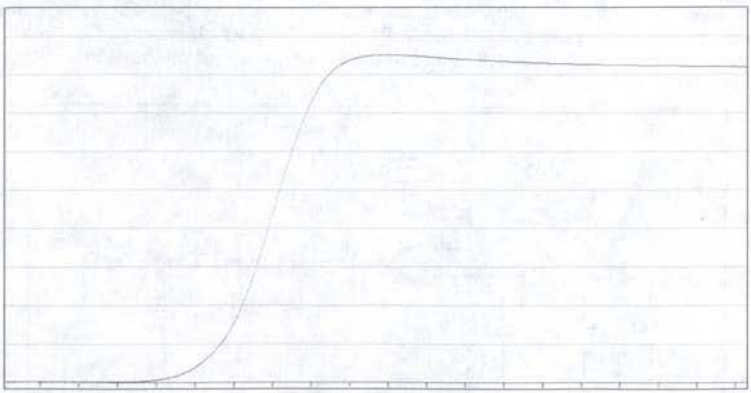

Figure 3 *First key-down transition of a TS-2000 on 144 MHz. A rare example of a transceiver in which the ALC does not cause spectral broadening*

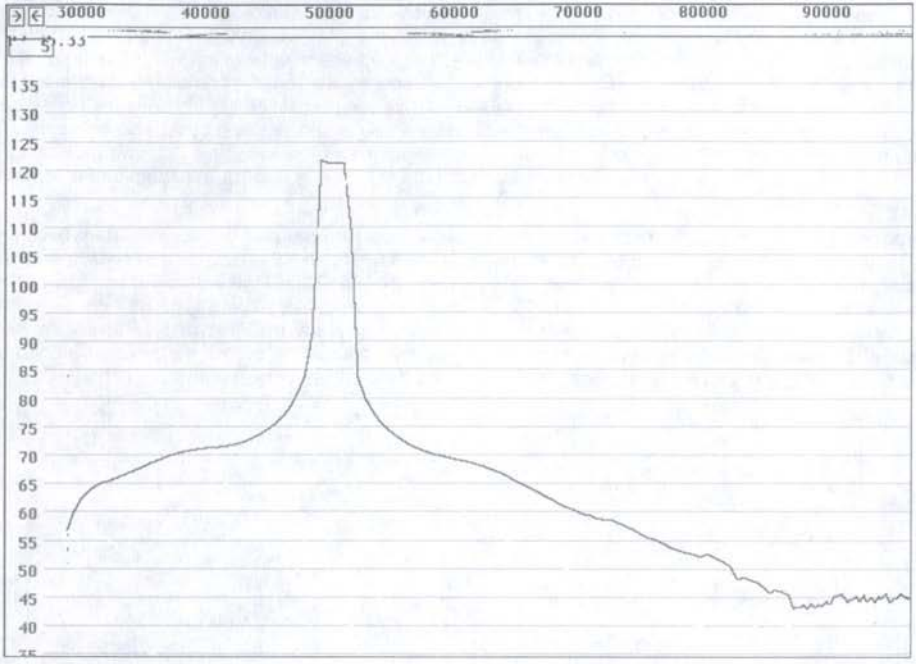

Figure 5 *First key-down transition of a TenTec Orion on 14 MHz. This is the peak-hold spectrum in 2.4 kHz bandwidth from the same Orion producing the waveform of Figure 4. Because of the ALC transient, the keying clicks are only about 20 dB below those of a transmitter with totally unfiltered cathode keying!*

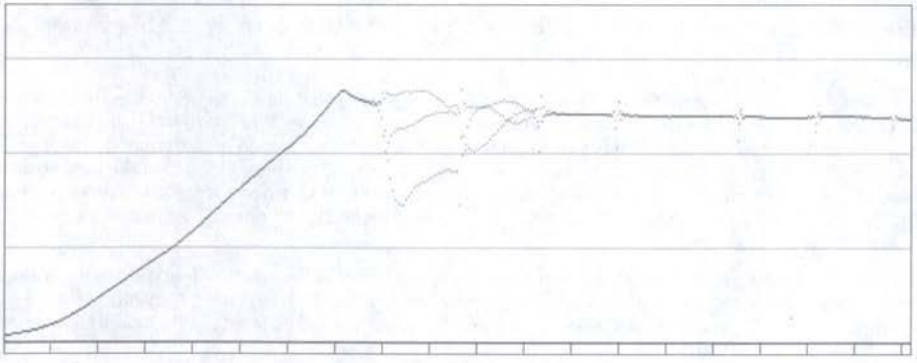

Figure 6 *First key-down transition of an FT-817 14 MHz. Note the self-oscillation in the ALC circuit.*

As mentioned above, the use of ALC for regulating the output power may have other side effects. Table 1 shows measured power levels from a IC-706MKIIG at various power settings. The pulse emitted when the PTT button is released in SSB mode may be fatal for a solid state power amplifier [4].

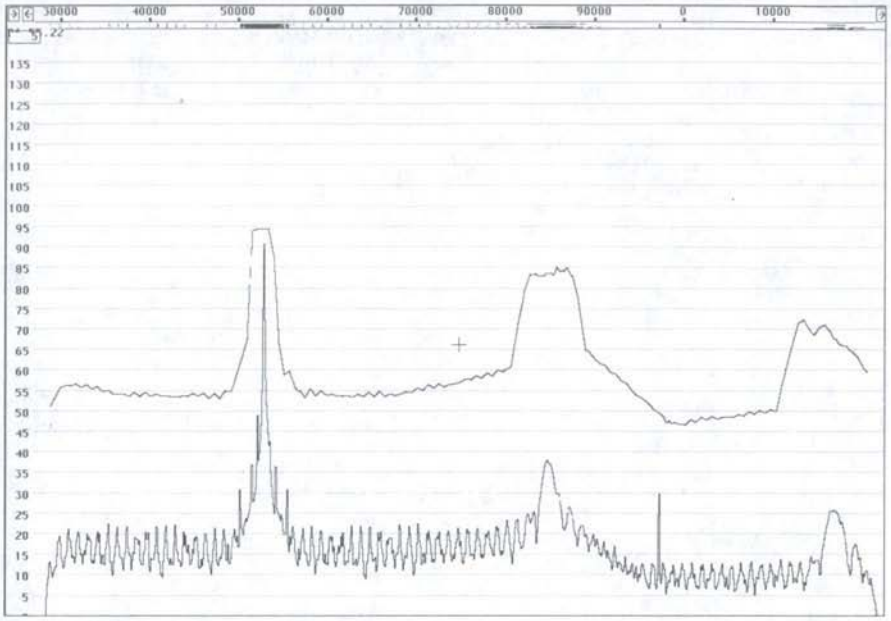

Figure 7 *Spectrum corresponding to Figure 6. This is typical of FT-817 when run at reduced power on 14 MHz. The upper curve is peak-hold in a bandwidth of 2.4 kHz and the lower curve is the average power spectrum at narrow bandwidth.*

Setting	CW peak (W)	Carrier continous (W)	SSB peak (W)	PTT off peak (W)
H	75	49	108	120
5	55	33.8	78	116
2	16.4	9.5	32.4	97
1	10.0	5.0	11.3	79
L	5.2	2.5	9.0	46

Table 1. *Power output transient levels at the antenna connector for an IC-706MKIIG.*

Effect on inter-station interference

There are two possible causes of inter-station interference on the air – receiver overload, or transients from transmitters – and it is sometimes difficult to tell which is responsible. Receiver overload has been extensively reviewed but transmitted transients have not.

State of the art in amateur transmitters is illustrated in Table 2 which shows the results of many measurements of peak hold spectra[1] in a bandwidth of 2.4 kHz. The first entry of Table 2 shows the dynamic range of a typical receiver, an IC-706MKIIG on 144 MHz. If any of the transmitter performance figures in the rest of the table is *smaller* than the receiver dynamic range figure at the head of each column, it means that the transmitter would be the dominant cause of inter-station interference, rather than receiver overload. Any transmitter performance figures that are equal to or better than this criterion are shown in **bold**... and you can see there are very few of them! Note the dramatic improvement in the IC-718 and IC-7800 that was achieved by disabling the ALC as discussed above.

[1] The values given in the table are the largest values measured at or above the corresponding frequency separation, so this table gives the frequency offset beyond which there is no wideband interference (splatter) above the level given in the table.

Model	Power or ALC	Ser.no.	Band (MHz)	Splatter level below PEP at 5kHz (dB)	10kHz (dB)	15kHz (dB)	20kHz (dB)	30kHz (dB)	40kHz (dB)	50kHz (dB)
Typical RX (IC-706MKIIG)			**144**	**56**	**61**	**66**	**70**	**74**	**77**	**79**
DX70TH		T005735	14	15	15	32	32	51	55	68
DX77		T002056	14	31	50	51	51	51	59	68
FT-1000D		3G3300126	14	39	59	**66**	66	**75**	**77**	**79**
FT-1000MP MkV		4D570081	14	33	35	35	46	46	59	66
FT-736R		9E260294	144	31	50	55	59	67	74	**81**
FT-817	0.5W	1E270433	14	15	15	15	15	15	29	29
FT-817	0.5W	1D240059	14	13	13	13	13	13	27	27
FT-817	0.5W	1E270433	144	20	20	20	20	31	31	40
FT-817	0.5W	1D240059	144	15	15	15	15	32	32	32
FT-817	5W	1E270433	14	13	13	13	13	13	26	26
FT-817	5W	1E270433	144	40	49	49	49	61	61	75
FT-817	5W	1D240059	144	36	44	44	44	56	56	67
FT-847	2W	81100231	144	19	19	19	38	38	41	41
FT-847	low	81100231	14	18	18	18	18	35	40	40
FT-847		81100231	14	27	27	27	34	42	50	54
FT-857		3J130041	144	30	50	54	60	69	75	**79**
FT-857D		4D200054	144	33	52	60	66	71	**79**	**84**
FT-897			14	34	52	**68**	**74**	**80**	**80**	**82**
IC-706MKIIG		06230	144	28	48	58	62	**75**	**81**	**84**
IC-718	alc ON	03011151	14	41	52	56	58	61	62	63
IC-718	alc OFF	03011151	14	49	58	**69**	**75**	**84**	**84**	**85**
IC-765	40W	02576	14	36	52	59	64	64	64	64
IC-765		02576	14	34	37	37	37	37	37	37
IC-7800	alc ON,	0301012	14	38	46	54	61	71	**81**	**88**
IC-7800	alc OFF	0301012	14	43	**68**	**88**	**88**	**89**	**89**	**89**
IC-910H		01533	144	32	53	64	68	69	69	69
Orion		03C10433	14	37	41	46	47	53	58	64
TR-9130		3040284	144	33	42	50	56	67	75	**82**
TS-2000		30400028	144	44	53	63	**76**	**85**	**88**	**89**
TS-2000		50600050	144	32	48	55	61	71	**86**	**89**
TS-2000	25W	50600050	144	35	48	64	**79**	**84**	**86**	**89**
TS-2000		30400028	14	31	45	57	66	**74**	**75**	**75**
TS-2000		50600050	14	32	53	59	68	**77**	**78**	**78**
TS-2000	25W	50600050	14	32	49	61	69	**79**	**79**	**79**
TS-50		41000988	14	50	**67**	**77**	**82**	**85**	**85**	**85**
TS-711E		8070268	144	17	27	32	42	53	58	67

Table 2. *Peak-hold spectra of some amateur transceivers in SSB mode. With the exception of the cases shown in* **bold**, *the transmitted signal quality is likely to be the dominant cause of inter-station interference.*

The receiver dynamic range of the IC-706MKIIG is not especially good (for example, the TM-255E is about 20 dB better in dynamic range) so it is not a very demanding standard for comparison. Even so, most transmitters in Table 2 failed to meet that standard, which shows how poor is the typical performance of today's transmitters. There is no good reason for this, because it should be much easier to make a good transmitter than to make a good receiver.

The problem, of course, is that they all use the ALC to limit the RF envelope waveform. At narrow frequency separations the linearity of the final amplifier may affect the transmitter bandwidth, but above 15 kHz the interference mainly originates in the transmitter's ALC loop. To use ALC to limit the envelope waveform of a signal that has already gone through a speech processor is ridiculous, as discussed earlier, but very common in amateur equipment. ALC might perhaps have been a clever way of controlling the power level in the vacuum tube era, but this aspect of transmitter design has stood still for 30 years. With appropriate knowledge about what the service menu functions do, or with a software update, most modern rigs can probably be run without the ALC as a speech processor. The computer inside a modern rig should be able to set the gain correctly for the constant amplitude signal that comes out from the SSB filter when a speech processor is used.

Speech Processing

Although best readability in SSB mode is obtained without speech processing, the peak power may then go as high as 100 times the average power, and practical transmitters cannot deliver such extreme power levels. In reality there always is some engineering or legal limit on the peak power – and therefore, as pointed out in the introduction to this article, speech processing is necessary for optimum intelligibility in voice communication. (Saving energy when operating from a battery is a very special case. With cleverly managed bias currents, a battery operated SSB station would be best used without speech processing for maximum battery life, but for the rest of this article it is assumed that transmitters are limited by peak power and that the total energy consumption is of no concern.)

It is well known from amateur literature that an RF clipper is much better than an audio clipper. This is not quite true, however: the RF clipper is better, but the difference is small as long as the clipping is not harder than necessary for optimum intelligibility. The drawback of audio clipping is often illustrated something like this: "Let us assume that the passband is 0.2 to 2.4 kHz, and that the signal from the microphone is 300 Hz at a given moment. An audio clipper will convert the waveform towards a square-wave that contains odd harmonics. The frequencies 900 Hz, 1.5 kHz and 2.1 kHz will fall within the audio passband and make the sound very different from the original sine-wave. An RF clipper will of course also convert the sine-wave which is present at e.g. 10.7 MHz to a square-wave but the overtones at 32.1 MHz and higher will not pass through the filters, so only the original sine-wave will remain and be transmitted, and so the output from the loudspeaker at the receive side will be exactly the original sine-wave (assuming a correct BFO setting). The only effect of RF clipping to a sine-wave is to reduce the amplitude to make it fit the power limitations of the power amplifier."

That line of argument, that a sine-wave will not be distorted by an RF clipper, may sound convincing but it is not really valid. The very purpose of the speech processor is to change – to distort – the voice waveform. Indeed, if it fails to distort the waveform, the speech processor is not doing anything! The relevant question is whether the distortion to a voice signal that an RF clipper introduces is more favourable for intelligibility than the distortion produced by an audio clipper.

The human voice is not a sine-wave. If it were, an audio AGC would be the perfect speech processing, fully equivalent to RF clipping. With short pulses sent into the microphone it does not make much difference whether clipping is made at AF or RF. Likewise, if two signals at say 800 and 900 Hz were sent into the microphone input, the third order intermodulation at 700 and 1000 Hz would be the same for RF and audio clipping. One could argue that the human voice is much more like a series of pulses than a sine-wave, and that the difference between AF and RF clipping is small. The only way to really know is to make tests with a real voice signal. I have done such tests some 30 years ago and nobody was able to say whether I was using RF or AF clipping. I did these tests at marginal signal levels only – for strong signals it is easy to hear the difference, but you have to remember that intelligibility is not the same thing as a pleasant 'hi-fi' sound. Recently I have verified these findings with computer simulations. There is a difference, but it is not large. The speech processing simulation is included in Linrad-01.25 (and later versions) as part of the setup for transmit routines. You may download it from [5] and make your own tests to find out how clipping and filtering affects intelligibility with your own voice.

The reason for bringing up the merits of audio clipping is that modern transceivers actually use RF clipping without filtering after the clipper by means of a fast ALC system. It has been used for decades, in transceivers like the FT225 for example [2], but it is and it has always been a bad idea, because of all the off-channel interference generated. All rigs designed like this should be modified to make the speech clipping to occur on the correct side of the bandwidth-defining filter. For the FT225 this is particularly easy [2] but it is pretty easy in other rigs also. Basically one can reduce the gain of the amplifier immediately after the filter until the ALC becomes inactive. There will still be something ahead of the filter that limits the signal level and serves as a clipper, but it does not matter if it is an audio amplifier, the SSB generator, an RF amplifier or mixer. Anything that limits the peak power at the right side of the filter – before the input– is fine. It is extremely easy to reduce the gain after the SSB filter. Just send some DC into the ALC input to make the ALC meter permanently show its normal peak voltage.

Carrier sideband noise

The wideband noise surrounding a strong carrier is often the limitation on VHF bands. Such sidebands are usually referred to as phase noise sidebands because it is assumed that they originate in the phase noise of a local oscillator. Transmitters are typically not even as good as the quality of the LO would allow, because inadequate noise figure of the transmit amplifiers plays an important part, and such noise modulates the amplitude as much as the phase.
As was pointed out in [6], the first article of this series, in order to make sure that no part of the transceiver

unnecessarily limits the overall performance, the two-signal receiver dynamic range (in dB for 1 Hz bandwidth) should be equal to the LO phase noise suppression (in dBc/Hz).
The transmitter sideband noise should also have the same value, if it is correctly designed and does not add needless noise from poorly designed amplifiers. Remember also that each of these performance figures is valid only at a given frequency offset from the signal frequency. Table 3 shows the two-signal dynamic range and the transmitter sideband noise levels of some typical 144 MHz transceivers, at three different frequency offsets.

	5kHz		20kHz		100kHz	
	Rx (dBHz)	Tx (-dBc/Hz)	Rx (dBHz)	Tx (-dBc/Hz)	Rx (dBHz)	Tx (-dBc/Hz)
IC706(02803)	92.6	91.0	107.7	108.3	125.8	125.4
IC706MKIIG(04668)	106.8	103.8	118.7	117.2	132.3	125.0
IC821H(01942)	97.8	95.8	113.7	113.1	129.0	127.7
IC970H(LA3FV)	102.7	100.1	123.7	121.6	140.7	132.0
FT100(9E032006)	108.6	107.6	118.9	119.0	130.6	129.4
FT817(0N110101)	103.3	101.3	118.2	117.2	132.6	130.4
FT847(LA9CM)	99.9	96.0	116.9	115.0	131.9	130.4
TM255E(51100675)	128.8	116.2	136.9	122.3	144.5	125.5
TS850S+conv(LA6MV)	112.6	113.9	125.6	129.2	138.8	133.8

Table 3. *Comparison of receiver reciprocal mixing and transmitter composite noise. The data is from the Scandinavian VHF/UHF meeting in Gavelstad Norway June 2003.*

I think it is because this kind of performance information is not made public in transceiver testing that the manufacturers see no reason to design the transmitter carefully. I am sure it would be very easy to cure problems of this kind at the design stage and that it would not lead to higher production costs.

At the 2003 Scandinavian VHF/UHF meeting I only made systematic measurements on receivers. At subsequent meetings I have mainly made measurements on transmitters, because transmitter spectral purity is becoming the limiting factor for dynamic range on VHF bands. Table 4 shows the sideband noise of various transceivers collected at several amateur meetings [7].

HF transmitters typically have lower noise at close separation than VHF transmitters. This is a natural consequence of a lower LO frequency. At large frequency separations on the other hand, VHF transmitters are typically better than HF transmitters. Maybe it is because engineers designing at VHF frequencies are more aware of amplifier noise performance, but HF engineers simply assume it will be OK.

State of the art: What is good and what needs attention

It seems to me there is a general consensus that HF receivers have adequate dynamic range [8]. HF receivers are also not often limited by the two-signal dynamic range and therefore some degradation may be harmless. On crowded HF bands the challenge is in the summed power from a large number of strong signals (including broadcast signals on 40 metres). The performance at very close frequency separation may need some attention, e.g. CW operators on the extremely crowded low-frequency bands may need a good intermodulation dynamic range at strong-signal separations as close as 0.5 kHz, and I have been told that many modern rigs fail badly at such close separations.

But HF transmitters are very unsatisfactory. The bad habit of using the ALC as a wideband modulator distorts both CW and SSB waveforms, and generates emissions that often degrade the transmitter dynamic range by 40 dB and even more. This is not quite as bad as the number indicates, because the ALC generated sidebands have a high peak to average power ratio and it is possible to hear signals that are much weaker than the splatter peaks or keying clicks – unless, of course, these peaks are strong enough and long enough to capture the AGC of the receiver.

On VHF it is different. Neither transmitters nor receivers have the dynamic range required for several operators in the same city area to operate simultaneously without mutual interference. , Even at large frequency separations, they are far from achieving this goal. However, there is no good reason why any VHF LO synthesizers should be notably worse than the best ones (for example the synthesizer used in the TM255). It is typically easy to modify the oscillator of any 144 MHz transceiver to this performance level. As an example, LA6LCA has modified the VCO in his TR9130 and the two-signal dynamic range of the modified unit is 147.8 dBHz at a frequency separation of 100 kHz and above.

I think the weak-signal VHF community would benefit greatly if the manufacturers would receive this message from the market: "We will only buy transceivers that have a transmitter and receiver dynamic range

better than 140 dBHz at a separation of 100kHz as soon as at least one such unit has become available." Compared to the current state of the art, the improvement needs to be 15 to 30 dB – especially on the transmitter side – and it would make a significant difference to many of us.

Finally, there is no reason why such improvements should make the rigs significantly more expensive. The parts that are presently missing are not costly hardware, but some thought and attention from the designers.

Model	Band	Noise sideband in -dBc/Hz				
	(MHz)	5kHz	10kHz	15kHz	20kHz	50kHz
DSW40(SM4MJR)	7	130.5	130.5	130.5	130.5	130.5
DX70TH(T005735)	14	105.1	113.8	118.0	120.5	127.7
DX77(T002056)	14	101.4	112.1	117.4	120.5	128.9
IC706MKIIG(06034)	14	110.9	118.4	-	124.3	129.3
IC706MKIIG(04668)	14	112.3	118.8	-	122.2	123.7
IC706MKIIG(06230)	144	103.6	112.0	115.9	118.1	125.6
IC718(03011151)	14	111.7	118.6	122.2	124.3	130.6
IC756PROII(01690)	14	117.4	125.4	129.8	131.7	136.3
IC765(02576)	14	121.3	126.7	128.4	129.0	130.1
IC7800(0301012)	14	120.9	131.9	136.1	137.8	142.4
IC910H(01533)	144	96.9	106.2	111.1	113.7	121.3
FT1000D(3F320079)	14	108.1	116.1	-	127.9	130.4
FT1000D(3G330126)	14	107.7	115.0	117.8	120.0	124.7
FT1000MPMV,200W(4D570081)	14	114.8	123.7	126.8	128.4	130.0
FT1000MPMV,20W,AB(4D570081)	14	112.3	114.8	115.0	115.0	115.5
FT1000MPMV,20W,A(4D570081)	14	112.1	114.2	114.4	114.2	114.2
FT726R(3I050222)	144	111.3	123.6	128.2	129.5	130.7
FT736(9E260294)	144	115.7	123.7	126.7	128.4	130.8
FT817(1E270433)	14	107.3	115.2	119.6	122.8	128.8
FT817(1D240059)	144	101.7	110.6	114.8	118.0	126.7
FT817(1E270433)	144	101.0	109.6	114.2	117.4	126.0
FT847(81100231)	14	105.6	117.2	124.9	129.3	136.4
FT847(81100231)	144	94.3	107.3	112.7	116.1	125.2
FT857(3J130041)	144	101.2	111.2	116.1	119.6	126.7
FT857D(4D200054)	144	101.2	111.4	116.5	119.8	126.9
FT897	14	109.9	120.2	125.8	128.4	127.3
K2(03903)	14	114.6	117.8	118.9	119.1	120.0
K2+conv(03903)	144	113.7	119.3	121.9	123.9	128.0
MFJ9020(SM4MJR)	14	127.3	133.1	135.3	136.6	138.7
Orion(03C10433)	14	128.2	127.1	126.2	125.2	119.8
SW30+(SM4EPR)	10	134.6	136.1	136.8	137.0	137.0
TR9130(3040284)	144	116.3	125.6	129.7	132.3	135.9
TS2000(21000340)	14	109.4	117.8	-	123.1	126.2
TS2000(30400028)	14	108.6	117.8	119.6	121.1	124.1
TS2000(50600050)	14	110.3	118.3	121.5	123.0	125.4
TS2000(30400028	144	105.3	115.3	119.8	122.6	131.0
TS2000(50600050)	144	104.7	112.9	117.2	120.6	129.7
TS450S(60700160)	14	110.6	120.0	-	125.6	128.4
TS50(41000988)	14	109.6	114.2	115.2	115.9	116.7
TS711E(8070268)	144	114.0	121.1	124.3	126.0	130.8

Table 4. *Transmitter sideband noise levels*

References

[1] Leif Åsbrink, SM5BSZ, Transmitter Testing, DUBUS 2/2004 p. 9-45.
[2] http://www.sm5bsz.com/txmod/ft225eng.htm
[3] http://www.sm5bsz.com/txmod/rt0282eng.htm
[4] http://www.sm5bsz.com/dynrange/pulse.htm
[5] http://www.sm5bsz.com/linuxdsp/linroot.htm
[6] Leif Åsbrink, SM5BSZ, Receiver Dynamic Range, DUBUS 4/2003 p. 9-39 and DUBUS TECHNIK VI p. 348-378
[7] http://www.sm5bsz.com/dynrange/rig_compare.htm
[8] Peter Chadwick, G3RZP, HF Receiver Dynamic Range: How Much Do We Need? QEX May/June 2002, p36-41.

Real-life-Dynamikbereich von modernen Amateurfunk-Transceivern

Leif Åsbrink, SM5BSZ

Zusammenfassung
Durch die neuerlichen grundsätzlichen Verbesserungen beim Design von Empfängern, haben auch typische Amateur-Empfänger ziemlich gute Möglichkeiten, mit starken unerwünschten Signalen fertig zu werden – allerdings nur, wenn diese Signale frei von unerwünschten Nebenaussendungen sind (besonders Tastklicks, Splatter, u.a. Schwingungen). Im Gegensatz dazu wurden die Sender fast ganz vernachlässigt. In diesem Artikel werden gemessene Daten für diverse Transceiver verschiedener Hersteller wiedergegeben, die zeigen, dass die Sender die wichtigste Quelle für Störungen zwischen den Stationen werden. Einen Grossteil der unerwünschten Aussendungen wird von den „kranken" ALC-Schaltungen verursacht. Dieser Artikel diskutiert ebenfalls was wir tun können, um gegenseitiges Stören zu vermeiden, indem die Ausgangsleistung anders als durch die interne ALC kontrolliert wird.

Einleitung
Störungen zwischen Stationen können auftreten, wenn ein Empfänger versucht auf einer freien Frequenz zu hören und ein sehr starker Sender eine Frequenz nahe bei benutzt. Alle Sender haben unerwünschte Nebenaussendungen (Tastklicks, Splatter u.a. Schwingungen – je nach verwendeter Modulationsart). Wenn die Unterdrückung dieser Nebenaussendungen schlechter als der Dynamikbereich des Empfängers ist, dann wird der Sender überwiegend verantwortlich für die Störungen, die der Empfänger erfährt. Moderne Amateurfunk-Empfänger haben einen recht guten Dynamikbereich, der zwischen 90 bis 100 dB liegt, mit den üblichen Definitionen (500 Hz Bandweite und Frequenzabstand über einige kHz). Um Störungen bei derartigen Empfängern zu verhindern, müssen die unerwünschten Aussendungen unseres Senders um mehr als -120 dBc/Hz auf der Frequenz, auf der der Empfänger zu hören versucht, unterdrückt sein.

Vorhergehende Artikel haben sich mit den unerwünschten Aussendungen, die durch Tastklicks in CW und Splatter in SSB verursacht werden, beschäftigt. Sie haben aufgezeigt, dass bedeutende Verbesserungen nötig sind [1, 2, 3]. Die Messungen haben nun eine bedeutsame Ursache für unerwünschte Aussendungen aufgedeckt, die durch falsch entworfene ALC-Schaltungen hervorgerufen werden. Im weiteren untersucht der Artikel hauptsächlich die Effekte der schlechten ALC auf die Bandbreite von SSB- und CW-Aussendungen und gibt die aktuell gemessenen Daten diverser Transceiver verschiedener Hersteller wieder.

Sprachprozessor und ALC
Alle Arten der Sprachmodulation haben eine Amplitudenbegrenzung, d.h. eine Grenze die nicht überschritten werden darf. Dies gilt genauso für FM und SSB wie auch für AM. Natürlich ist es möglich, die Mikrofonverstärkung niedrig genug einzustellen, so dass die größten Amplitudenspitzen beim Besprechen des Mikrofons so klein sind, dass sie die Grenze nie erreichen. Auf diese Weise erreicht man die beste Sprachqualität, aber nur, wenn das HF-Signal stark ist. Die Durchnittsamplitude des Mikrofons würde fast immer weit unter der Grenze sein und der Kanal wäre schlecht ausgenutzt. Als Funkamateure sind wir normalerweise nicht an einer hohen Wiedergabetreue („High Fidelitly" – HiFi) bei der Stimmwiedergabe im Lautsprecher unseres QSO-Partners interessiert. Was wir wollen, ist die best mögliche Verständlichkeit bei niedrigen HF-Signalpegeln und auch bei Anwesenheit von Störungen. Zu diesem Zweck verwenden wir Sprachprozessoren auf die ein- oder andere Weise. Alle Amateursender haben eine Art Sprachprozessor, auch wenn der Betreiber sich dessen vielleicht gar nicht bewusst ist, weil die Schaltung eventuell anders bezeichnet wird.
Ein Sprachprozessor arbeitet normalerweise durch Abschneiden der Amplitude. Das ist ein einfacher Weg sicherzustellen, dass die Amplitude ein bestimmtes Limit nicht übersteigt. Allerdings verändert das Abschneiden den Frequenzgang des Signals, weshalb dem Clipper ein Filter folgen muss, das die Signalanteile außerhalb der erwünschten Bandbreite entfernt. Dies ist alles wohlbekannt und in der Literatur beschrieben. Leider orientieren sich die Hersteller von Amateurfunkgeräten nicht an dieser einfachen Regel des nachfolgenden Filters. Wenn sie die ALC einsetzen, um die maximale Amplitude der HF-Hüllkurve zu kontrollieren, verändern sie die Gestalt der Wellenform, aber es folgt kein Filter, das die Signalanteile,

die ausserhalb des Kanals generiert werden, entfernt. Moderne ALC-Systeme arbeiten mit hoher Verstärkung und großer Bandbreite und kappen die Hüllkurve abrupt, was zu breitbandigen Störungen führt.

Dies bedeutet, dass sogar Aussendungen von Transceivern bei niedriger Ausgangsleistung weit davon entfernt sind, akzeptierbar zu sein. Zum Beispiel hat ein FT-817 auf 144 MHz sogar Probleme mit den US-Vorschriften der FCC für Aussendungen (§97.307(e)), die grosszügig Nebenaussendungen mit einer Durchschnittsleistung von bis zu -43dB in Bezug auf die Durchschnittsleistung der Hauptaussendung bei einer Leistung von 0.5 Watt erlauben. Das Problem ist alltäglich und keinesfalls auf den FT-817 beschränkt oder auf den Hersteller Yaesu. Auch ist das Problem keinesfalls neu, aber es hat sich über die Jahre vergrößert.

Zum Glück ist es oft möglich, einen gut entworfenen Sprachprozessor zu benutzen, der die Amplitude des HF-Treiber-Signals so begrenzt, dass die ALC nicht aktiviert wird. Viele Transeiver verfügen bereits über einen getrennten Sprachprozessor, so der IC-7800 and FT-1000D zum Beispiel. Dort ist es möglich, diesen so einzustellen, dass die PEP die benötigte Höhe erreicht, ohne dass überhaupt die ALC aktiviert wird. Die dafür benötigte Höhe liegt nur einige Zehntel dB unter der Höhe, die durch die ALC gesetzt wird. Aber die Aussendung wird nun deutlich sauberer. Andere Transceiver – wie z.B. der Orion – verursachen eine Menge unnötiger Störungen, die ganz einfach durch ein Software Update beseitigt werden könnten: Der eingebaute Prozessor kann alles kontrollieren, aber die TX HF-Verstärkung kann nicht von vorne von Gerät geregelt werden. Eine andere Möglichkeit, die HF-Verstärkung des Senders zu kontrollieren, ist das Zuführen einer variablen negativen Spannung an den „Externen ALC-Eingang" des Transceivers, der die interne ALC ausser Kraft setzt. Oft ist es auch einfach möglich durch eine Modifikation, den vorhandenen FM-Sprachprozessor auch für SSB zu nutzen. Dies wurde vor über 20 Jahren beschrieben [2].
Neben den Störungen außerhalb der Nutzbandbreite verursacht das ALC-System moderner Transceiver gelegentliche Impulse des Senders von sehr hoher Leistung, die weit über der angegebenen maximalen Ausgangsleistung liegen. Diese Impulse können Schäden an weiteren Geräten verursachen, Schutzschaltungen ansprechen lassen oder wenigstens Klicks und Splatter verursachen. Das Problem ist nicht auf SSB beaschränkt: Ein breiter Impuls wird in jeder Betriebsart immer dann erzeugt, wenn die ALC die Verstärkung schnell herunterregeln muss – und das passiert jedes Mal, wenn die Leistung für eine Zeitspanne niedrig war, die länger als die ALC-Abfallzeit war. Bei einigen Transceivern passiert dies nach jedem Wort in CW, bei anderen sogar nach jedem Punkt in einer schnell gesendeten Kette von Punkten. Dies führt zu einer konkreten Gefahr für Transverter und andere Geräte, die nur eine geringe HF-Eingangsleistung verkraften: Wenn die Ausgangsleistung des Transceivers nur durch einfaches Reduzieren mit dem zugehörigen Regler herabgesetzt wird, kann die ALC trotzdem Impulse sehr hoher HF-Leistung weiterhin durchlassen. Diese können dann Halbleiter entweder komplett zerstören oder deren Leistung langsam verschlechtern.

Das ALC-System
Das ALC-Sytem ist ein simples Regelsystem und die Theorie sollte von jedem Elektronik-Inngenieur problemlos verstanden werden. Der Grund für die schlechte Ausführung liegt darin, dass bei den Produkt-Tests der Amateurfunk-Zeitschriften nicht auf die außerhalb des Nutzkanals liegenden Aussendungen des modulierten Senders geachtet wird, mit Ausnahme des Zweiton-Tests, der ein statischer Test ist, sofern die ALC betroffen ist. Die maximale Leistung wird im Zweiton-Test normalerweise in Intervallen von 1 ms wiederholt, weshalb selbst eine sehr kurze ALC-Abfallzeit lang genug ist, die ALC-Spannung nahezu konstant zu halten.

Das Prinzip eines ALC-Systems ist in Abbildung 1 illustriert. Das Ausgangssignal wird durch einen Richtkoppler auf den HF-Eingang links in Abb. 1 gekoppelt. Die Diode D2 richtet das HF-Signal gleich und lädt C3 auf den Spitzenwert der HF-Spannung in negativer Richtung (abzüglich der Diodenvorspannung). Der Tiefpass R7-C2 entfernt verbleibende HF-Anteile und führt die negative HF-Spitzenspannung auf den positiven Eingang des Operationsverstärkers. Wenn die HF-Leistung deutlich unter der Leistungsgrenze liegt, die mit dem Poti eingestellt wird, wird der Operationsverstärker in die positive Richtung gesättigt und der Ausgang für die Verstärkungsregelung hat eine Spannung die durch den Spannungsteiler R2 und R3 definiert wird.
Wenn die HF-Leistung ansteigt, wird die gleichgerichtete Spannung weiter negativer werden solange bis die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers unter die Spannung der Verstärkungsregelung durch den Vorspannungsabfall von D1 geht. Dann wird D1 leitend und reduziert die HF-Verstärkung, so dass die HF-Leistung nicht weiter ansteigt, sondern auf der Höhe bleibt, die durch das Potentiometer eingestellt ist. Die Verstärkung des Senders kann schnell reduziert werden („fast attack"), aber mit einem großen Wert für R6 steigt sie langsam (langsamer Abfall).

Es ist offensichtlich, dass ein derartiges ALC-System gut arbeitet, solange die Antwortzeit für die Reduzierung der Verstärkung viel geringer ist als die Anstiegszeit des HF-Signals, das in den Sender geschickt wird. Eine weniger offensichtliche zweite Bedingung für gutes Arbeiten ist, dass die Phasenverzögerung des Regelkeises, die durch die Kreise und das System entsteht, auf allen Frequenzen, auf denen der Gewinn der Schleife über 1 liegt, unter 90 Grad bleiben muss.
Bei einem langsam ansteigenden Signalpegel wird die Ausgangsleistung proportional zur Eingangsleistung (die Leistung, die aus dem die Bandbreite definierenden Filter kommt) ansteigen bis zu der Leistungsgrenze, wo das „Knie" ist. Nach diesem kann die Eingangsleistung anteigen, aber die Ausgangsleistung steigt nur noch ganz gering.

Folglich ergeben sich in die Kurve übersetzt (Abbildung 2) im Wesentlichen zwei gerade Linien und für die Praxis kann die obere Linie als horizontal angenommen werden. Für sich langsam ändernde Signale verhält sich die ALC, so wie sie die Form der Hüllkurve beeinflusst, exakt wie ein Amplitudenbegrenzer. Damit produziert sie bei solchen Signalen Intermodulation genauso wie ein Amplituden-Clipper.

Wenn die Anstiegszeitkonstante in Relation zur Anstiegszeit der SSB- oder CW-Hüllkurve sehr kurz gehalten wird, gibt es einen Übergang im Kniepunkt, dort wo das ALC-System anfängt die Verstärkung zu begrenzen. Dieser Übergang ist ein Splatter-Impuls oder ein Tastklick und die Stärke hängt davon ab, um wie viel die Verstärkung reduziert werden muss. Indem man eine sehr lange Abfallkonstante wählt, kann man sicher sein, dass beim nächsten Mal die Größe der nötigen Herabsetzung der Verstärkung gering ist. Auf diese Weise entsteht nur ein Störimpuls am Beginn einer jeden Aussendung.

Wird die Anstiegszeit etwas verlängert, z.B. durch Vergrößern von R7, gibt es jedes Mal, wenn die ALC anspringt, ein Überschiessen am Beginn. Wenn die Verstärkungshöhen so gewählt sind, dass die ALC immer nur die Verstärkung gering reduzieren muss, kann man eine ziemlich lange Anstiegszeit wählen, die einen hübschen abgerundeten Überschuss produziert, der die Bandbreite nicht vergrössert. Solch ein Überschuss ist völlig harmlos, wenn der Sender direkt mit der Antenne verbunden ist. Wird er allerdings mit einer Endstufe betrieben, kann diese dadurch in die Sättigung gelangen und einen sehr starken Störimpuls verursachen. Es kann sogar für die Endstufe gefährlich werden oder die Schutzschaltungen werden aktiviert, die die PA deaktivieren. Abbildung 3 zeigt den ersten Tast-Übergang bei einem TS-2000 auf 144 MHz bei voller Leistung (100W). Dies ist ein (seltenes) Beispiel eines korrekt arbeitenden ALC-Kreises.

Wenn die Verstärkung der Schleife zu hoch ist, geraten die Verstärker des Regelkreises in die Sättigung und das Regelsystem wird unlinear. Dann können Übergänge mit großer Brandbreite emittiert werden und auch der Regelkreis reagiert über, d.h. die Verstärkung wird zu stark reduziert.

Die langsame ALC-Abfallkonstante (R6/C2 in Abb. 1) wird dann nur langsam einen Wiederanstieg der Leistung auf das benötigte Mass erlauben.
Abbildung 4 zeigt den ersten Tast-Übergang eines TenTec Orion, der ein Beispiel für dieses Phänomen ist. Der Entwickler beabsichtigte sicher der ansteigenden Kurve einen schönen „Cosinus-Anstieg" oder eine S-Form zu geben, um Tastklicks zu minimieren. Die obere Ecke aber ist stark gestört durch den ALC-Übergang und das resultierende Spektrum in Abbildung 5 ist weit entfernt von dem, was man erhofft hatte.

Unglücklicherweise sind die meisten Amateurfunktransceiver nicht besser. Die Verstärkung im Regelkreis ist oft sehr hoch und die Phasenverzögerung groß, so dass Stabilitätsprobleme resultieren. Es ist eine generelle Design-Regel bei Regelkreisen, dass man nicht mehr als ein RC-Glied nimmt, um die Verstärkung-Frequenz-Funktion der Schleife einzustellen.
Wenn R7/C2 and R1/C1 ähnliche Zeitkonstanten haben, kommt der Regelkreis einem Oszillator nahe. Mehr Verzögerung durch weitere RC-Glieder verschlimmert das noch. Es ist eine gute Idee, alle RC-Glieder, außer einem, mit Zeitkonstanten zu realisieren, die mindestens 100 Mal kürzer sind als die des einen großen Glieds, das den Verstärkungverlauf des Kreises über die Frequenz bestimmt. Herstellern von Amteurfunk-Transceivern scheint diese gut bekannte Regel, einen „dominanten Pol" zu haben, unbekannt zu sein. Abbildung 6 zeigt beispielsweise die Form des ersten Tast-Übergangs eines FT-817 auf 14 MHz. Die ALC schwingt selbst mit einer Frequenz von etwa 35 kHz, was die Breitband-Übergänge produziert, die in Abb. 7 gemessen wurden.

Bei besseren Transceivern, ist der Regler zur Leistungskontrolle auf der Gerätevorderseite eine simple manuelle Verstärkungsregelung, die feste Änderungen der Höhe des HF-Treibers macht.
Bei vielen Transceivern wird aber das ALC-System verwendet, um eine dynamische Verstärkungsregelung zu realisieren, was bedeutet, dass die Verstärkungsreduzierung, die die ALC bei niedrigeren Leistungsniveaus zu leisten hat, größer ist.

Im Gegenzug bedeutet dies, dass die Verstärkung der ALC-Regelschleife größer wird bei geringerer Leistung, so dass Schwingungen entstehen können. Abbildung 6 und 7 zeigen typische Testergebnisse für den FT-817. Der IC-706MKIIG verhält sich ähnlich, die Schwingung ist im Vergleich zum FT-817 aber niedriger in der Frequenz (etwa 5 kHz), Amplitude und Dauer.
Der FT-817 ist nicht einmal stabil, wenn die Taste dauernd gedrückt ist, wie man in Bild 6 und 7 erkennen kann. Wie oben erwähnt, kann die Verwendung der ALC zur Regelung der Ausgangsleistung andere Nebeneffekte haben. Tabelle 1 zeigt die gemessenen Leistungshöhen eines IC-706MKIIG bei verschiedenen Leistungseinstellungen. Der Impuls, der gesendet wird, wenn die PTT-Taste in SSB losgelassen wird, könnte für eine Transistor-PA tötlich sein [4].

Auswirkung auf Störungen zwischen Stationen

Es gibt zwei mögliche Gründe für On-the-air-Störungen zwischen Stationen: Empfänger-Überlastung und Störprodukte aus Sendern. Manchmal ist es schwierig zu sagen, was von beiden verantwortlich ist. Die Empfänger-Überlastung wurde bereits weit beschrieben, aber die gesendeten Störprodukte nicht.
Der Stand der Technik bei Amateursendern ist in Tabelle 2 aufgezeigt, die die Ergebnisse vieler Messungen von Spitzenhaltespektren[2] bei einer Bandbreite von 2.4 kHz zeigt.
Der erste Eintrag in Tabelle 2 zeigt den Dynamikbereich eines typischen Empfängers, des IC-706MKIIG, auf 144 MHz. Wenn eine der Zahlen der Sender-Eigenschaften im Rest der Tabelle kleiner als die Zahl für den Dynamikbereich des Empfängers am Anfang der Tabelle ist, dann bedeutet das, dass der Sender - eher als Empfänger-Überlastung - der dominierende Grund für Störungen zwischen Stationen sein müsste. Alle Zahlen der Sender-Eigenschaften, die gleich oder besser als dieses Kriterium sind, werden fett wiedergegeben. Man sieht, es sind nicht sehr viele. Man beachte die dramatische Verbesserung beim IC-718 und IC-7800, die durch Sperren der ALC – wie oben diskutiert – erreicht wurde.
Der Empfänger-Dynamikbereich des IC-706MKIIG ist nicht besonders gut (z.B. ist der des TM-255E um 20 dB besser), es handelt sich also nicht um einen sehr anspruchsvollen Standard für diesen Vergleich. Und trotzdem erreichen die meisten Sender in der Tabelle 2 diesen Standard nicht, was zeigt, wie armselig die typischen Eigenschaften heutiger Sender sind. Dafür gibt es keinen plausiblen Grund, weil es viel leichter ist, einen guten Sender als einen guten Empfänger herzustellen.
Das Problem ist natürlich, dass sie alle die ALC benutzen, um die Hüllkurve der HF zu begrenzen. Bei nahen Frequenzabständen kann die Linearität der Endstufe ggf. die Bandbreite des Senders beeinflussen, aber bei mehr als 15 kHz sind die Störungen hauptsächlich in der ALS-Schleife des Senders begründet. Die ALC zu verwenden, die Form der Hüllkurve eines Signals zu begrenzen, das bereits durch einen Sprachprozessor gelaufen ist, ist lächerlich, wie oben diskutiert – aber üblich bei Amateurfunk-Geräten. Die ALC war eventuell ein cleverer Weg für die Leistungsregelung in der Ära der Vakuumröhren, aber dieser Aspekt von Sender-Design hat für 30 Jahre still gestanden. Mit angemessener Kenntnis über die Funktionsweise des Service Menues oder mit einem Software-Update, können die meisten modernen Geräte wahrscheinlich ohne die ALC als Sprach-Prozessor betrieben werden. Die Prozessoren im Inneren eines modernen Gerätes sollten imstande sein, die Verstärkung richtig für das konstante Amplitudensignal einzustellen, das aus dem SSB-Filter kommt, wenn ein Sprachprozessor benutzt wird.

Sprachprozessor

Obwohl die beste Verständlichkeit in SSB ohne Sprachprozessor erreicht wird, kann die Spitzenleistung bis zum 100-fachen der Durchschnittsleistung gehen und in der Praxis können Sender solche extremen Leistungsstufen nicht liefern. In der Realität gibt es für die Spitzenleistung immer irgendwelche konstruktionsbedingte oder gesetzliche Grenzen und deshalb – wie in der Einleitung dieses Artikels betont – ist ein Sprachprozessor bei Sprachübertragung für optimale Verständlichkeit notwendig. (Batteriebetrieb bzw. Energiesparen ist ein Sonderfall. Mit clever eingestellten Ruheströmen wird eine batteriebetriebene SSB-Station am besten ohne Sprachprozessor für maximale Lebensdauer der Batterie betrieben. Im weiteren wird in diesem Artikel aber angenommen, dass die Sender durch die Spitzenleistung begrenzt werden und dass die Höhe der Energieaufnahme ohne Bedeutung ist.)

Aus der Amateurfunk-Literatur ist bekannt, dass ein HF-Clipper viel besser als ein Audio-Clipper ist. Das ist nicht ganz richtig, jedoch ist der HF-Clipper besser, aber der Unterschied ist gering solange das Clippen nicht härter ist, als für optimale Verständlichkeit nötig ist.

---

[2] Bei den in der Tabelle angegebenen Werten handelt es sich um die höchsten Werte, die für den angegebenen Frequenzabstand oder darüber gemessen wurden. D.h. diese Tabelle gibt den Frequenzabstand an, ab dem keine Breitband-Störungen (Splatter) oberhalb des Wertes der Tabelle auftreten.

Der Nachteil von Audio-Clippimg wird oft in etwa so beschrieben: "Nehmen wir an, dass das Passband 0.2 bis 2.4 kHz ist und dass das Signal vom Mikrofon zu einem bestimmen Moment 300 Hz hat. Ein Audio-Clipper wird die Wellenform zu einer Rechteckwelle umsetzen, die ungerade Harmonische enthält. Die Frequenzen 900 Hz, 1.5 kHz und 2.1 kHz fallen ins Audio-Passband und ändern den Klang der originalen Sinuswelle. Ein HF-Clipper setzt die Sinuswelle bei 10.7 MHz ebenfalls in eine Rechteckwelle um, aber die Obertöne bei 32.1 MHz und höher gelangen nicht durch die Filter, so dass nur die ursprüngliche Sinuswelle übrig bleibt und gesendet wird und aus dem Lautsprecherausgang auf der Empfängerseite die exakte originale Sinuswelle zu hören ist (vorausgesetzt der BFO ist richtig eingestellt). Der einzige Effekt des HF-Clippens auf eine Sinuswelle ist das Reduzieren der Amplitude, um die Leistungsgrenzen der Endstufe einzuhalten." Diese Argumentation, dass eine Sinuswelle nicht durch einen HF-Clipper gestört wird, mag überzeugend klingen, ist aber nicht ganz wahr.
Der eigentliche Zweck eines Sprachprozessors ist die Form der Welle der Sprach zu ändern – zu verformen. Wenn es tatsächlich nicht gelingt die Form der Welle ändern, bewirkt der Sprachprozessor gar nichts! Die relevante Frage ist, ob die Verformung des Sprachsignals, die ein HF-Clipper zufügt, mehr Verständlichkeit bringt als die Verformung, die eine Audio-Clipper produziert.
Die menschliche Stimme ist keine Sinuswelle. Wenn sie es wäre, würde eine Audio-AGC, der perfekte Sprachprozessor sein, voll äquivalent zum HF-Clipping.
Bei kurzen Impulsen, die ins Mikrofon geschickt werden, macht es kaum einen Unterschied, ob das Clippen auf NF oder HF-Ebene gemacht wird. Genauso ist, wenn zwei Signale bei z.B. 800 und 900 Hz in den Mikrofoneingang geschickt werden, die Intermodulation 3. Ordnung bei 700 und 1000 Hz gleich für HF- und Audio-Clipping.
Man kann argumentieren, dass die menschliche Stimme mehr einer Folge von Impulsen ähnelt als einer Sinuswelle und dass deshalb der Unterschied zwischen NF- und HF-Clipping gering ist.
Der einzige Weg das wirklich festzustellen ist, Tests mit einem echten Sprachsignal zu machen. Ich habe solche Tests vor etwa 30 Jahren durchgeführt und niemand war in der Lage zu sagen, ob ich einen HF- oder NF-Clipper benutzt habe. Ich habe diese Tests nur bei marginalen Signalstärken durchgeführt – bei starken Signalen ist es einfach den unterschied zu hören, man muss aber daran erinnern, dass Verständlichkeit nicht dasselbe ist wie ein schöner „HiFi"-Sound. Vor kurzem habe ich diese Ergebnisse mittels Simulationen am Computer verifiziert. Es gibt einen Unterschied, aber der ist nicht groß. Die Sprachprozessor-Simulation ist bei Linrad-01.25 (und spätere Versionen) als Teil des Setup für die Sende-Routinen enthalten. Man kann es von [5] downloaden und selber Tests machen, um herauszufinden, wie das Clippen und Filtern die Verständlichkeit bei der eigenen Stimme beeinflusst.

Der Grund für das Bringen der Vorzüge des Audio-Clippens liegt darin, dass moderne Transceiver wirklich HF-Clipper ohne nachfolgendes Filter mittels eines schnellen ALC-Systems benutzen. Das wurde für Jahrzehnte gemacht, wie in Transceivern wie z.B. dem FT225 [2], aber es ist und war immer eine schlechte Idee, weil die ganzen Störungen außerhalb des Kanals verursacht werden. Alle Geräte, die so in Design haben, sollten modifiziert werden, um das Sprach-Clippen auf der richtigen Seite des die Bandbreite definierenden Filters zu machen. Beim FT225 ist das besonders leicht [2], aber auch bei anderen Geräten ist es ziemlich einfach.
Grundsätzlich kann man die Verstärkung direkt hinter dem Filter reduzieren bis die ALC inaktiv wird. Es wird immer noch etwas vor dem Filter sein, das den Signalpegel limitiert und als Clipper dient, aber es ist egal, ob es ein Audio-Verstärker, SSB-Generator, HF-Verstärker oder Mischer ist. Alles, was die Spitzenleistung auf der richtigen Seite des Filters – vor dem Eingang – begrenzt, ist ausgezeichnet. Es ist sehr leicht die Verstärkung nach dem SSB-Filter zu reduzieren. Man muss nur etwas Gleichspannung in den ALC-Eingang geben, um das ALC-Meter dauerhaft die normale Spitzenspannung anzeigen zu lassen.

Seitenbandrauschen des Trägers

Das breitbandige Rauschen, das einen starken Träger umgibt, ist oft der limitierende Faktor auf den VHF-Bändern. Diese Seitenbänder werden üblicherweise als Phasenrausch-Seitenbänder bezeichnet, weil angenommen wird, dass sie ihren Ursprung im Phasenrauschen des Local Oszillators haben. Sender sind typischerweise nicht einmal so gut, wie die Qualität des LO erlauben würde, weil unangemessene Rauschzahlen der Sendeverstärker eine wichtige Rolle spielen und solches Rauschen die Amplitude genauso moduliert wie das Phasenrauschen.

Wie in [6], dem ersten Artikel dieser Serie, aufgezeigt wurde, sollte, damit sicher ist, dass kein Teil des Senders unnötigerweise die Gesamtleistung begrenzt, der Zweiton-Empfängerdynamikbereich (in dB für 1 Hz Bandbreite) gleich der Unterdrückung des LO Phasenrauschens (in dBc/Hz) sein. Das Seitenbandrauschen des Senders sollte den gleichen Wert haben, wenn korrektes Design vorliegt, und kein unnötiges Rauschen von schlecht entworfenen Verstärkern hinzufügen. Man erinnere sich, dass jeder dieser

Werte nur für einen gegebenen Frequenzabstand von der Signalfrequenz gilt. Tabelle 3 zeigt den Zweiton-Dynamikbereich und das Seitenbandrauschen einiger 144-MHz-Transceiver bei drei verschiedenen Frequenzabständen.

Ich glaube, dass, weil diese Art von Werten und Information nicht bei Transceiver-Tests öffentlich gemacht wird, die Hersteller keinen Grund sehen, das Design der Sender sorgfältig zu machen. Ich bin sicher, dass es sehr einfach ist, diese Art von Problemen im Status des Designens zu lösen und es nicht zu höheren Produktionskosten führen würde.

Beim Skandinavischen VHF/UHF-Treffen im Jahr 2003 habe ich nur an Empfängern systematische Messungen durchgeführt. Bei dann folgenden Treffen habe ich hauptsächlich Sender gemessen, weil die spektrale Reinheit des Sendesignals der limitierende Faktor für den Dynamikbereich auf den VHF-Bändern wird. Tabelle 4 zeigt das Seitenbandrauschen verschiedener Transceiver, was bei verschiedenen Treffen gesammelt wurde [7].

Kurzwellensender haben typischerweise weniger Rauschen bei geringem Abstand als VHF-Sender. Das ist eine natürliche Konsequenz der niedrigeren LO Frequenz. Bei größeren Frequenzabständen anderseits, sind VHF-Sender typischerweise besser als Kurzwellensender. Vielleicht, weil Ingenieure, die für VHF-Frequenzen entwickeln, sich mehr der Rauschperformance der Verstärker bewusst sind, während HF-Ingenieure einfach annehmen, dass es o.k. ist.

Stand der Technik: Was ist gut und was braucht Beachtung?

Es scheint mir, dass es eine generelle Übereinstimmung darin gibt, dass HF-Transceiver einen angemessenen Dynamikbereich haben [8]. Kurzwellenempfänger werden auch oft nicht durch den Zweiton-Dynamikbereich limitiert und deshalb wären etwas schlechtere Werte gefahrlos.
Auf überfüllten KW-Bändern liegt die Herausforderung in der addierten Leistung einer großen Zahl starker Signale (inklusive der Rundfunksignale auf 40m). Die Performance bei sehr kleinen Frequenzabständen könnte etwas Aufmerksamkeit gebrauchen, z.B. brauchen CW-OPs auf den extrem belegten niedrigen Bändern einen guten Intermodulationsdynamikbereich bei Trennung starker Signale, die bis nahe 0.5 kHz gehen. Mir wurde berichtet, dass viele moderne Geräte bei solch geringen Abständen total versagen.

KW-Sender hingegen sind sehr unzureichend. Die schlechte Angewohnheit, die ALC als Breitband-Modulator zu verwenden, stört CW und SSB-Signale und und generiert Emissionen, die den Senderdynamikbereich um 40 dB und mehr verschlechtern. Das ist nicht ganz so schlecht wie die Zahl anzeigt, weil die ALC-generierten Seitenbänder ein hohes Spitzen-Durchschnitts-Lesitungsverhältnis aufweisen und es möglich ist, Signale, die viel schwächer als der Splatter oder die Tastklicks sind, zu hören, es sei denn, natürlich, dass diese Peaks stark und lang genug sind, die AGC des Empfängers anspringen zu lassen.

Auf VHF ist es anders. Weder Sender noch Empfänger haben den Dynamikbereich, der nötig ist, dass mehrere OPs in der gleichen Region gleichzeitig ohne gegenseitiges Stören arbeiten können.
Selbst bei großen Frequenzabständen sind sie weit vom Erreichen dieses Ziels entfernt. Es gibt jedoch keinen guten Grund, warum irgendein VHF LO Synthesizer bemerkenswert schlechter als die besten sein sollte (z.B. der Synthesizer im TM255). Üblicherweise ist es einfach, den Oszillator eines jeden 144-MHz-Transcivers durch Modifikation auf dieses Niveau zu bringen. Z.B. hat LA6LCA den VCO in seinem TR9130 modifiziert und der Zweiton-Dynamikbereich des modifizierten Gerätes liegt bei Frequenzabstand von 100 kHz und mehr bei 147.8 dBHz.

Ich glaube die Gemeinde der VHF-DXer würde sehr profitieren, wenn die Hersteller folgende Message des Marktes empfangen würden: "Wir werden erst Transceiver kaufen, die einen Sender- und Empfänger-Dynamikbereich von besser als 140 dBHz bei einem Abstand von 100 kHz haben, sobald wenigstens ein solches Gerät erhältlich ist."
Verglichen mit dem gegenwärtigen Stand der Technik ist eine Verbesserung von wenigstens 15 bis 30 dB – besonders auf der Senderseite – nötig und dies würde einen signifikanten Unterschied für viele von uns ausmachen.
Letztlich gibt es keinen Grund, warum solche Verbesserungen die Geräte signifikant teurer machen sollten. Das gegenwärtig Fehlende ist keine teure Hardware, sondern etwas Nachdenken und Aufmerksamkeit der Designer.